

УДК 621.34-52

**ОСОБЛИВОСТІ СИНТЕЗУ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ
З ПОСЛІДОВНОЮ КОРЕКЦІЄЮ ТА ЧАСТОТНОРЕГУЛЬОВАНИМИ
АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ***Попович М.Г., д.т.н., проф., Теряєв В.І., к.т.н., доц.,**Кіселичник О.І., к.т.н., доц., Бур'ян С.О., студент**Національний технічний університет України „Київський політехнічний інститут”**03056, м. Київ, проспект Перемоги, 37**E-mail: koi@gala.net, kpivit@online.com.ua, sbryan@voliacable.com*

Исследованы возможности применения метода последовательной коррекции для оптимизации электромеханических систем автоматического управления с частотно-регулируемыми асинхронными двигателями. Представлена инженерная методика синтеза, определены необходимые исходные данные, последовательность процедур, обеспечивающих корректность полученных результатов. Приведены примеры синтеза систем с различным характером момента нагрузки.

Ключевые слова: электромеханическая система, асинхронный электродвигатель, ПИД-регулятор, математическая модель, синтез.

Possibilities of serial correction method application to optimize electromechanical automatic control systems with frequency controlled induction motor have been researched. The engineering design procedure is presented. The beginning data and procedures sequence providing correct design results are defined. The examples of system design with various load torques are shown.

Key words: electromechanical system, induction motor, PID-controller, mathematical model, design.

Вступ. Сучасні досягнення промислової електроніки та теорії автоматичного керування призвели до того, що як в найпростіших електромеханічних системах, так і в системах з високими вимогами щодо якості статичних і динамічних характеристик з'явилась стійка тенденція до використання дешевих і надійних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором при частотному регулюванні швидкості [1]. Технічна частина цього питання: розробка перетворювачів частоти та контролерів для реалізації схем керування досить детально представлена в технічній літературі. Провідними виробниками пропонуються уже готові рішення з можливістю функціонального вибору. При цьому звичайно передбачається наявність в перетворювачі частоти вбудованого дискретного ПІД-регулятора, можливість вибору виду механічної характеристики, величини напруги при нульовому значенні частоти та інше [2]. Проте, і надалі недостатньо вивченим залишається питання інтеграції об'єкта керування, електропривода і датчиків в єдину електромеханічну систему автоматичного керування з позицій теорії автоматичного керування [1]. Це пояснюється складними процесами електромеханічного перетворення енергії в асинхронних двигунах, які описуються системою нелінійних диференціальних рівнянь високого порядку з великою кількістю припущень [1].

Найкращі рішення з точки зору показників якості регулювання дає перехід до векторних методів керування, при яких математична модель асинхронного двигуна стає аналогічною моделі двигуна постійного струму при двозонному регулюванні [3, 4]. Однак технічна реалізація електромеханічної системи при цьому ускладнюється. В той же час існує цілий

ряд об'єктів, для яких вимоги до динамічних показників якості не є жорсткими [5]. Як правило, в цих об'єктах перехідні процеси електричних координат на порядок швидші, ніж механічних. У цих випадках доцільне використання частотного регулювання.

При створенні автоматизованих електромеханічних систем на цей час широко застосовується метод послідовної корекції, завданням якого є компенсація великих сталих часу і надання контурам регулювання заданих статичних і динамічних властивостей відповідно до прийнятого налаштування.

Однак, практична застосовність методу послідовної корекції обмежена, в основному, простими лінеаризованими структурами з послідовним з'єднанням ланок. В асинхронних електроприводах такі структури можуть бути отримані при використанні векторного керування, як відмічалось вище, або на основі істотного спрощення математичної моделі електродвигуна. Тому дослідження можливості практичного використання в інженерних розрахунках результатів структурно-параметричного синтезу, виконаного для спрощеної моделі, становлять науковий інтерес.

Мета роботи. Розробка інженерної методики синтезу та дослідження електромеханічних систем автоматичного керування при частотному регулюванні швидкості асинхронних двигунів.

Матеріал і результати досліджень.

Математична модель асинхронного двигуна на основі механічної характеристики. Якщо електромеханічна стала часу двигуна значно перевищує електромагнітну, то динамічну модель електричних координат можливо апроксимувати аперіодичною ланкою, а залежність між швидкістю і електромагні-

тним моментом визначити на основі лінеаризації механічної характеристики двигуна на робочій ділянці. Тоді структурна схема асинхронного двигуна стає подібною структурній схемі двигуна постійного струму [1], і при живленні від перетворювача частоти має вигляд:

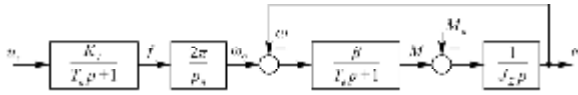


Рисунок 1 - Структурна схема асинхронного двигуна при живленні від перетворювача частоти

На рис. 1 прийнято наступні позначення: ω - швидкість; M - момент; M_0 - момент опору на валу; ω_0 - синхронна швидкість обертання; p_n - кількість пар полюсів; f - частота напруги живлення; J_Σ - сумарний момент інерції, приведений до валу двигуна; β - жорсткість механічної характеристики двигуна; T_e - електромагнітна стала часу; K_f - коефіцієнт передачі перетворювача частоти; T_μ - мала стала часу; u_3 - напруга завдання перетворювача частоти.

Розглянута модель є коректною при регулюванні швидкості двигуна зміною частоти напруги живлення. При одночасному регулюванні частоти і амплітуди необхідне уточнення припущень, зроблених на основі вище зазначеної моделі.

Згідно паспортних даних двигуна параметри схеми визначаються наступним чином:

$$T_e = 1 / (2\pi f_n S_{KH}) ; \beta = M_n / (\omega_{0H} - \omega_n) ;$$

$$K_f = f_n / u_{3H} ,$$

де індекс „н” позначає номінальні значення відповідних величин; S_K - критичне ковзання.

Двофазна модель асинхронного двигуна. Двофазна модель асинхронного двигуна [1] представлена на рис. 2, де позначено: i_{1a}, i_{1b} - проекції вектора струму статора на осі a-b системи координат статора; u_{1a}, u_{1b} - проекції вектора напруги статора на осі a-b; ψ_{2a}, ψ_{2b} - проекції вектора потокозчеплення ротора на осі a-b; R_1 - активний опір фази статора; $\alpha = R'_2 / L_2$; R'_2 - активний опір фази ротора, приведений до статора; L_2 - індуктивність ротора, приведена до статора; L_{12} - взаємна індуктивність обмоток статора і ротора; $\sigma = (L_1 L_2 - L_{12}^2) / L_2$; L_1 - індуктивність статора.

На основі паспортних даних двигуна параметри схеми обчислюються наступним чином.

Номінальні значення фазної напруги та струму статора:

$$U_{фн} = U_{лн} / \sqrt{3} , I_{1н} = P_{2н} / (3 U_{фн} \eta_n \cos \phi) ,$$

де $U_{лн}$ - лінійна номінальна напруга; $P_{2н}$ - номінальна потужність двигуна; η_n - номінальний ККД.

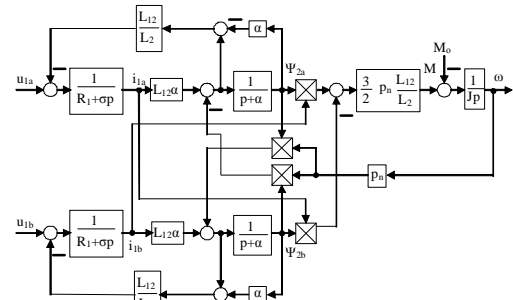


Рисунок 2 - Двофазна модель асинхронного двигуна

$$R_1 = R'_1 R_n ; R'_2 = R''_2 R_n ; X_1 = X'_1 R_n ;$$

$$X'_2 = X''_2 R_n ; X_{12} = X'_{12} R_n , R_n = U_{фн} / I_{1н} ,$$

де $R'_1, R''_2, X'_1, X''_2, X'_{12}$ - параметри обмоток двигуна в відносних одиницях [6]; X_1, X_2, X_{12} - індуктивні опори статора, ротора та взаємний опір статора і ротора.

$$L_1 = \frac{X_1 + X_{12}}{2\pi f_n} ; L_2 = \frac{X_2 + X_{12}}{2\pi f_n} ; L_{12} = \frac{X_{12}}{2\pi f_n} .$$

Математична модель перетворювача частоти.

Математична модель перетворювача частоти ґрунтується на системі рівнянь, які описують трифазну симетричну напругу та координатні перетворення від трифазної системи до двофазної a-b, зв'язаної з нерухомим статором. Структурна схема перетворювача частоти представлена на рис.3.

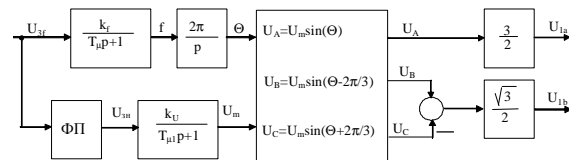


Рисунок 3 - Структурна схема перетворювача частоти

Напруги U_A, U_B, U_C - фазні напруги статора двигуна; U_m - їх амплітуда; θ - електричний кут; $U_{3м}$ - напруга завдання амплітуди; $T_{\mu 1}$ - стала часу в каналі зміни амплітуди; $K_U = U_{мн} / U_{3мн}$ - коефіцієнт передачі по амплітуді.

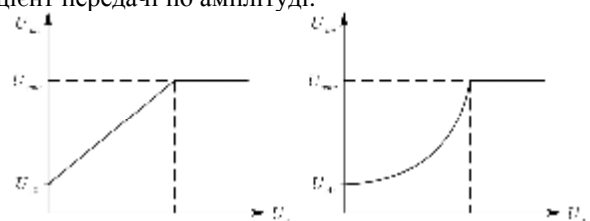


Рисунок 4 - Статичні характеристики ФП при лінійній і вентиляторній залежностях

Функціональний перетворювач (ФП) встановлює статичну залежність між f і U_m , що дозволяє формувати бажаний вигляд механічних характеристик.

Статичні характеристики ФП, які реалізують лінійну та вентиляторну залежності, представлено на рис. 4, де $U_{30} = U_0 / K_U$; U_0 - амплітуда напруги при $f = 0$ (приймається $(0,06 \div 0,3) U_{\text{мн}}$);

$$U_{3\text{мн}} = U_{\text{мн}} / K_U; U_{3\text{н}} = f_{\text{н}} / K_f.$$

Поза зоною обмеження ФП описується наступними рівняннями:

$$U_{3\text{м}} = U_0 / K_U + (K_f (U_{\text{мн}} - U_0) / (K_U f_{\text{н}})) U_3, \text{ або}$$

$$U_{3\text{м}} = U_0 / K_U + (K_f^2 (U_{\text{мн}} - U_0) / (K_U f_{\text{н}}^2)) U_3^2.$$

Розробка методики синтезу та дослідження електромеханічної системи автоматичного керування при частотному регулюванні швидкості. Виділимо наступні етапи синтезу та дослідження:

1) На основі технічних даних об'єкта та електродвигуна визначаються параметри спрощеної структурної схеми (рис. 1).

2) На основі технічних даних та бажаного виду механічних характеристик двигуна розраховуються параметри двофазної моделі (рис. 2) та частотного перетворювача (рис. 3).

3) Шляхом моделювання перехідних процесів в розімкнених ЕМС згідно (рис. 1) та (рис. 2, 3) уточнюються величини β і T_e таким чином, щоб графіки швидкостей для спрощеної та двофазної моделі знаходились максимально близько один від одного. Критерієм оцінки можуть бути мінімуми інтегральних критеріїв:

$$J_1 = \int_0^\infty |\omega_{\text{сп}} - \omega_{\text{дв}}| dt, \text{ або } J_2 = \int_0^\infty (\omega_{\text{сп}} - \omega_{\text{дв}})^2 dt,$$

де $\omega_{\text{сп}}$ - швидкість у спрощеній моделі; $\omega_{\text{дв}}$ - у двофазній.

4) Складається структурна схема замкненої ЕМС на основі спрощеної моделі двигуна, проводиться синтез регулятора та досліджуються динамічні характеристики системи (достатньо при одній величині завдання, оскільки система лінійна).

5) Складається структурна схема замкненої ЕМС на основі двофазної моделі двигуна, враховуючи тип і параметри регулятора, отриманого в попередньому підпункті. Проводиться моделювання перехідних процесів у всьому діапазоні сигналу завдання (оскільки система нелінійна), та уточнюються параметри регулятора, щоб задовольнити вимоги щодо якості керування.

6) Проводиться верифікація роботи системи на фізичній моделі ЕМС або на реальному об'єкті.

Процедура синтезу регулятора для спрощеної структурної схеми. Структурна схема замкненої ЕМСАК швидкістю на основі спрощеної моделі двигуна представлена на рис. 5.

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю:

$$K_\omega = U_{3\omega\text{max}} / \omega_{\text{max}} = U_{3\omega\text{max}} / (K_3 \omega_{\text{н}}),$$

де $U_{3\omega\text{max}}$ - максимальна напруга завдання швидкості (при аналоговій реалізації приймають 10 В); $K_3 = 1,2 \div 1,4$ - коефіцієнт запасу (приймається для того, щоб при великих значеннях завдань $U_{3\omega}$ та

M_0 вихідний сигнал регулятора не знаходився в зоні обмежень).

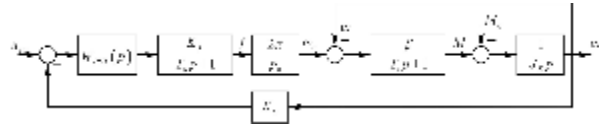


Рисунок 5 - Структурна схема замкненої ЕМС на основі спрощеної моделі двигуна

У даному випадку прийнято $M_0 = \text{const}$, тому синтез регулятора можна проводити без урахування M_0 . Згорнувши внутрішній контур, отримуємо структурну схему приведену до одиничного зворотного зв'язку (рис. 6), де $T_M = J_\Sigma / \beta$ - електромеханічна стала часу.

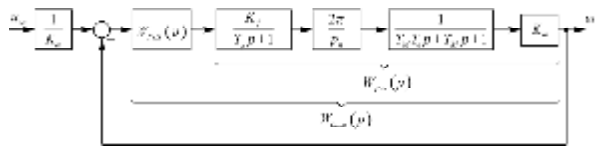


Рисунок 6 - Одноконтурна структурна схема ЕМС з одиничним зворотним зв'язком

При настроюванні контуру на модульний оптимум [1] передаточна функція регулятора швидкості

$$W_{\text{рш}} = \frac{W_{\text{баз}}(p)}{W_{\text{роз}}(p)} = K_p \frac{T_d T_I p^2 + T_I p + 1}{T_I p},$$

де $K_p = T_M p_n / (4 T_\mu \pi K_f K_\omega)$ - коефіцієнт передачі ПІД-регулятора; $T_d = T_e$ - стала часу диференціальної складової регулятора; $T_I = T_M$ - стала часу інтегральної складової регулятора.

Отриманий результат свідчить, що для одночасної компенсації двох сталей часу потрібен пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор швидкості.

Як видно з викладеної методики, для синтезу регулятора швидкості на основі спрощеної моделі, досить мати лише паспортні дані двигуна.

У випадку дії моменту в'язкого тертя на валу двигуна ($M_0 = v\omega$, де v - коефіцієнт в'язкого тертя) настроювання контуру швидкості на модульний оптимум дає наступні параметри ПІД-регулятора:

$$K_p = \frac{(T_e v / \beta + T_M) p_n}{4 T_\mu \pi K_f K_\omega}; T_d = \frac{T_e}{1 + v T_e / J_\Sigma};$$

$$T_I = (T_e v / \beta + T_M) / (v / \beta + 1).$$

При вентиляторному навантаженні на валу двигуна $M_0 = a\omega^2$, де a - коефіцієнт пропорційності, система на рис. 5 стає нелінійною. Лінеаризуємо систему в околі номінальної робочої точки методом кінцевих приростів. Нехай швидкість отримала приріст $\Delta\omega$, тоді M_0 отримає приріст ΔM_0 . Тобто, для номінальної точки:

$$(M_{0\text{н}} + \Delta M_0) = a (\omega_{\text{н}} + \Delta\omega)^2 = a\omega_{\text{н}}^2 + 2a\omega_{\text{н}}\Delta\omega + a\Delta\omega^2,$$

Віднімаючи від отриманого виразу рівняння для статичного номінального режиму та нехтуючи малими другого порядку, отримаємо:

$$\Delta M_0 = 2a\omega_n \Delta\omega.$$

Очевидно, що структурна схема лінеаризованої системи збігається зі структурою (рис. 5), де замість завдання, координат і збурення використовуються їх прирости.

Тоді параметри ПІД-регулятора, який забезпечує настроювання контура на модульний оптимум, будуть наступними:

$$K_p = \frac{(2T_e a\omega_n / \beta + T_M) p_n}{4T_\mu \pi K_f K_\omega}; \quad T_d = \frac{T_e}{1 + 2a\omega_n T_e / J_\Sigma};$$

$$T_I = (2T_e a\omega_n / \beta + T_M) / (2a\omega_n / \beta + 1).$$

Отримані параметри необхідно уточнити при моделюванні перехідних процесів в системі (рис. 5) при $M_0 = a\omega^2$ у всьому діапазоні зміни $U_{3\omega}$.

При одночасній дії вентиляторного навантаження і моменту в'язкого тертя лінеаризована статична залежність M_0 від ω в приростах відносно номінального значення:

$$\Delta M_0 = (2a\omega_n + v) \Delta\omega.$$

Таким чином параметри ПІД-регулятора змінюються до вигляду:

$$K_p = \frac{((2a\omega_n + v)T_e / \beta + T_M) p_n}{4T_\mu \pi K_f K_\omega};$$

$$T_d = \frac{T_e}{1 + (2a\omega_n + v)T_e / J_\Sigma}; \quad T_I = \frac{(2a\omega_n + v)T_e / \beta + T_M}{(2a\omega_n + v) / \beta + 1}.$$

При моделюванні замкнених ЕМС на основі спрощеної моделі двигуна необхідно враховувати обмеження інтегральної складової ПІД-регулятора та його вихідного сигналу. Рекомендується дослідити процеси пуску та відпрацювання стрибка збурення (M_0 , v або a). При цьому після стрибка швидкість повинна повернутись до попереднього значення, а вихідний сигнал регулятора не повинен знаходитись в зоні обмеження.

Структурна схема замкненої ЕМС на основі двофазної моделі двигуна. Структурна схема представлена на рис. 7.

Через наявність інтегральної складової регулятора в статичному режимі забезпечується рівність

$$U_{3\omega} - K_\omega \omega = 0.$$

Дослідження на фізичній моделі. На рис. 8 показана спрощена функціональна електрична схема дослідного стенду на основі перетворювача частоти FR-E520S фірми Mitsubishi потужністю 0,75 кВт [2] та комплектного електроприводу постійного струму БТУ 3601, на основі якого реалізовано керуване джерело моменту навантаження. Завдання швидкості можливе з зовнішнього резистора R1 та з пульта FR-PA02. В схемі передбачена трансформація вихідної напруги тахогенератора BR в струмовий сигнал 4-20 мА. До стенду підключається пара електричних машин: асинхронний двигун потужністю 0,6 кВт і двигун постійного струму потужністю 0,8 кВт. Як тахогенератор використано колекторний мікродвигун СЛ-261.



Рисунок 7 - Структурна схема замкненої ЕМС на основі двофазної моделі двигуна

Стенд дозволяє досліджувати як статичні, так і динамічні властивості ЕМСАК швидкістю.

Приклад синтезу та дослідження ЕМСАК. Розглянемо процедуру синтезу ЕМСАК з асинхронним двигуном типу 4АС71А4У3 потужністю 0,6 кВт з наступними номінальними даними $n_0=1500$ об/хв; $\eta_n=0,68$; $\cos\phi=0,73$; $X'_{12}=1,6$; $R'_1=0,14$; $X'_1=0,095$; $R'_2=0,12$; $X'_2=0,26$; $s_n=0,082$; $s_k=0,396$; $J=0,0013$ кгм²; $m_k=2,2$; $m_n=2,0$.

При моделюванні прийнято $u_{3H}=10$ В, $T_\mu=0,001$ с, $u_3=10$ В, $J_\Sigma=5$ Дж, $T_{\mu 1}=T_\mu$, $U_{mn}=310$ В, $U_{3mn}=10$ В, $U_0=0,06U_{mn}$ та лінійну залежність ФП. При розрахунках отримано $\beta=0,3234$ Нм/(рад/с), $T_e=0,008$ с.

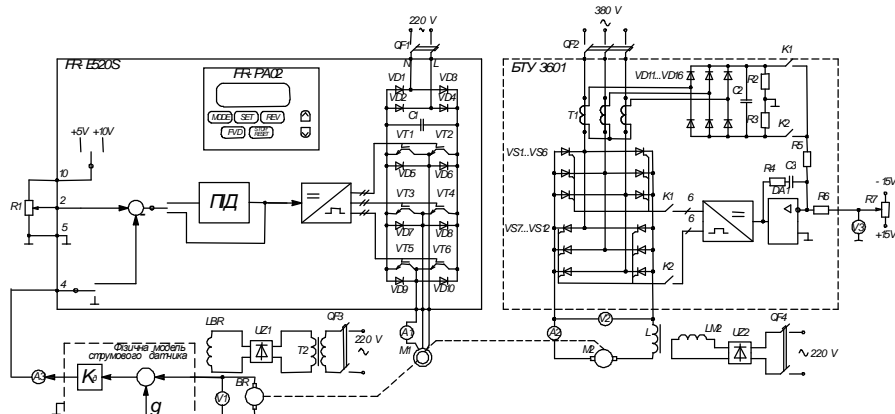


Рисунок 8 - Схема функціональна електрична випробувального стенду

Моделювання перехідних процесів в асинхронному двигуні з перетворювачем частоти при завдан-

ні зі швидкості типу „стрибок” без навантаження показало суттєву різницю між графіками швидкості

тей у випадку спрощеної і двофазної моделей. Критерій J_2 за час перехідних процесів 0,5 с складає 652 рад²/с. Покроковою зміною знайдено такі значення $\beta = 0,0924$ Нм/(рад/с) і $T_e = 0,032$ с, при яких $J_2 = 11,52$ рад²/с = min (рис. 9).

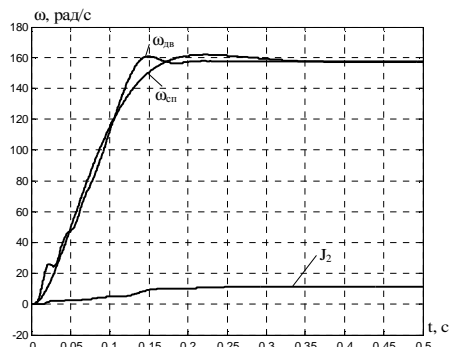


Рисунок 9 - Перехідні процеси по швидкості при спрощеній і двофазній моделях асинхронного двигуна і $J_2 = \min$

Параметри синтезованого ПД-регулятора швидкості $K_p = 38,71$, $T_I = 0,0703$ с, $T_D = 0,032$ с при коефіцієнті зворотного зв'язку за швидкістю $K_\omega = 0,0579$ В/(рад/с).

Дослідження динамічних характеристик системи (рис. 5) підтвердили стандартні показники при налаштуванні на модульний оптимум: перерегулювання 4,3% і час досягнення перший раз усталеного значення $4,7 T_\mu$. При цьому обмеження вихідного сигналу ПД-регулятора та його інтегральної складової на рівні ± 10 В з ростом напруги завдання швидкості зменшує швидкодію та перерегулювання.

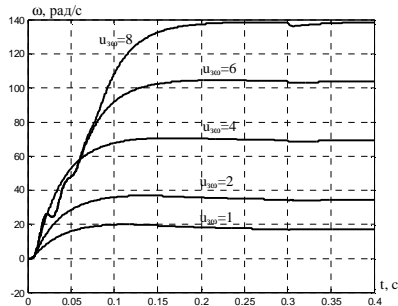


Рисунок 10 - Перехідні процеси в замкненій ЕМСАК на основі двофазної моделі двигуна

На рис. 10 представлено дослідження синтезованого ПД-регулятора при роботі в системі на основі двофазної моделі двигуна (рис. 7). Досліджено процеси пуску без навантаження та накидання номінального навантаження при різних величинах завдання швидкості.

Показники якості керування дещо погіршуються, але є прийнятними, тому параметри ПД-регулятора можуть бути прийнятими для верифікації на фізичній моделі.

Експериментальні дослідження синтезованої системи на випробувальному стенді підтвердили її працездатність. При цьому забезпечувалась відсутність перерегулювання, коливальних процесів та статичної помилки. При проведенні тестів необхідно враховувати, що в перетворювачах FR-E520S фірми Mitsubishi задатчик інтенсивності включений в замкнений контур і тому необхідно встановити нульове значення часів наростання та спадання частоти.

Висновки. Розроблено інженерну методику синтезу та дослідження електромеханічних систем автоматичного керування з частотно-регульованими асинхронними двигунами, яка базується на методі послідовної корекції та математичній моделі електродвигуна, отриманій на основі його механічної характеристики. Методика дає коректні результати для типових одномасових об'єктів, при яких електромеханічна стала часу привода значно перевищує електромагнітну сталу.

При реалізації замкненої електромеханічної системи автоматичного керування швидкістю з налаштуванням на модульний оптимум отримують ПД-регулятор швидкості. Причому вид навантаження змінює параметри регулятора.

Наукова новизна роботи полягає у співставленні результатів дослідження динамічних режимів синтезованої електромеханічної системи автоматичного керування, яка використовує спрощену та уточнену математичну модель асинхронного електродвигуна. Практична цінність полягає в можливості проведення розрахунків параметрів ланок замкненого контуру регулювання на основі загальнодоступних паспортних даних електродвигуна.

Результати досліджень можуть використовуватися в інженерних розрахунках електромеханічних систем з асинхронними електродвигунами та в навчальному процесі при проведенні курсового та дипломного проектування.

БІБЛІОГРАФІЧНІ ДАНІ

1. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навчальний посібник/ М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; За ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.
2. Mitsubishi. FATEC. Inverter application course. – 152 p.
3. Пересада С.М., Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор. Вестник ДГТУ, 1999. – С. 1-23.
4. Рудаков В.В., Столяров И.М., Даргау В.А., Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоиздат, 1987. – 136с.
5. Ключев В.И., Терехов В.М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. – М.: Энергия, 1980. – 359 с.
6. Кравчик А.Э., Шлаф М.М., Афонин В.И., Соболенская Е.А., Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник. – М.: Энергоиздат, 1982.

Стаття надійшла 12.04.2007 р.